



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 100 31 778 A 1**

⑤1 Int. Cl.<sup>7</sup>:  
**H 03 K 17/082**  
H 03 K 17/567

②1 Aktenzeichen: 100 31 778.2  
②2 Anmeldetag: 29. 6. 2000  
④3 Offenlegungstag: 24. 1. 2002

DE 100 31 778 A 1

⑦1 Anmelder:  
Siemens AG, 80333 München, DE

⑦2 Erfinder:  
Betz, Stephan, 91052 Erlangen, DE; Eckel,  
Hans-Günther, Dr., 91052 Erlangen, DE; Peppel,  
Michael, Prof. Dr.-Ing., 69469 Weinheim, DE;  
Sommer, Rainer, Dr., 91336 Heroldsbach, DE; Weis,  
Benno, Dipl.-Ing., 91085 Weisendorf, DE; Zaiser,  
Georg, Dipl.-Ing., 91052 Erlangen, DE

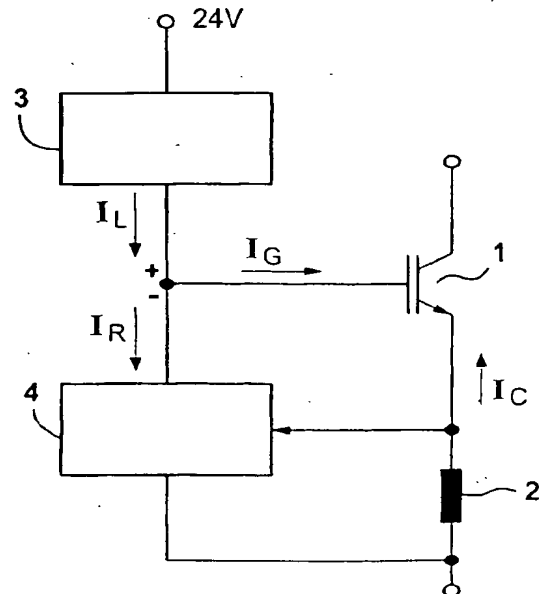
⑤6 Entgegenhaltungen:  
DE 39 05 645 C2  
DE 199 13 455 A1  
DE 198 29 837 A1  
DE 36 09 886 A1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Verfahren und Vorrichtung zur Regelung der Stromanstiegsgeschwindigkeit

⑤7 Verfahren zur Regelung des stromleitenden Zustandes eines Leistungshalbleitermoduls (1), insbesondere eines IGBTs, wobei das Leistungshalbleitermodul, Gate, Emitter und Kollektoranschlüsse aufweist und wobei im leitenden Zustand des Leistungshalbleitermoduls (1) ein Strom im Hauptstrompfad zwischen Emitter und Kollektor fließt, welcher Strom einen Spannungsabfall an einer in Reihe zum Leistungshalbleitermodul liegenden Streuinduktivität (2) erzeugt, welcher Spannungsabfall als Stromäquivalent einen Istwert bildet, der der Regelung zugeführt wird und diese Regelung einen Steuerstrom im Gate ( $I_G$ ) hervorruft.



DE 100 31 778 A 1

## Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung zum optimierten Ansteuern von IGBTs.

[0002] Die Strombegrenzung im Kurzschlussfall ist ein aktuelles Problem in der Leistungselektronik. Besonders Schaltungsanordnungen mit Leistungstransistoren, wie z. B. MOSFETs (Metalloxidschicht Feldeffekttransistoren) und IGBTs (Insulated Bipolartransistor) müssen im eingeschalteten Zustand gegen einen auftretenden Kurzschluss im Laststromkreis geschützt werden. Im Kurzschlussfall steigt der Strom durch den Leistungstransistor sehr rasch auf ein Vielfaches des Nennbetriebsstroms an wodurch der Leistungstransistor gefährdet wird und sogar zerstört werden kann. Die Stromanstiegsgeschwindigkeit ist im Kurzschlussfall von den im Lastkreis befindlichen Streuinduktivitäten der Zuleitungen abhängig. Um die Zerstörung des Leistungstransistors zu vermeiden, ist es bekannt, den Leistungstransistor im Kurzschlussfall schnell abzuschalten, bzw. den Kurzschlussstrom schnell auf ungefährliche Werte zu begrenzen.

[0003] Leistungstransistoren mit Kurzschlusschutz weisen eine Stromsensorschaltung, bestehend aus der Reihenschaltung eines Transistors mit parallel geschaltetem Widerstand auf. Der Verbindungspunkt von Transistor und Widerstand ist mit dem Steueranschluss eines MOSFETs in Verbindung, der mit seiner Laststrecke parallel zur Gate-Source-Kapazität des Leistungstransistors geschaltet ist. Der am Widerstand abfallende Spannungsabfall ist ein Maß für den durch den Leistungstransistor fließenden Strom. Sobald der Strom durch den Leistungstransistor einen vorgegebenen kritischen Wert überschreitet, ist der Spannungsabfall am Widerstand so groß, dass der MOSFET eingeschaltet, das Gate-Potential am Leistungstransistor sinkt und so der durch den Leistungstransistor fließende Strom vermindert wird. Das Potential am Steueranschluss des Leistungstransistors kann durch den MOSFET der Stromsensorschaltung auch soweit abgesenkt werden, dass der Leistungstransistor vollständig abschaltet. Es hat sich gezeigt, dass der Leistungstransistor trotz dieser bekannten Stromrückregelung bzw. Stromabschaltung im Kurzschlussfall beschädigt werden kann. Dann nämlich, wenn die Stromrückregelung bzw. die Stromanschlaltung zu schnell erfolgt. Damit treten am Leistungstransistor unzulässig hohe Werte der dadurch entstehenden Überspannung auf. Diese Überspannungen, die bei Schaltvorgängen in Stromrichtern aufgrund der Induktivitäten im Leistungsteil von Stromrichtern verursacht werden, können zur Beschädigung elektrischer Bauteile führen. Zum Schutz gegen solche Überspannungen ist es vorteilhaft zunächst die parasitären Induktivitäten in den Hauptstromkreis durch günstige Leitungsführungen zu minimieren, so dann werden verschiedenartige Beschaltungsnetze genutzt und auf kürzester Strecke verbunden. Diesen kommt außerdem die Aufgabe zu, den Betrieb im erlaubten Rückwärtsarbeitsbereich zu gewährleisten, sowie mitunter die Abschaltverluste herabzusetzen. RCD-Einzelbeschaltungen werden seit vielen Jahren zum Schutz von Leistungshalbleitern genutzt und eignet sich auch zum Beispiel von IGBT-Module. Die Anordnung besteht aus einem Kondensator, der in Reihe zu einer Diode mit einem parallelen Widerstand liegt. Wenn z. B. bei höherer Pulsfrequenz die am Widerstand in Wärme umgesetzte Verlustleistung beachtliche Werte annimmt, ist dies aber grundsätzlich unerwünscht. Häufiger werden deshalb kostengünstigere Maßnahmen angewendet (vgl. etz. Band 110 (1998), Seite 464 bis 471). Die RCD-Spannungsbegrenzer für zweigbare (Bild 6b) oder die Summenbeschaltung auf der Gleichstromseite (Bild 6d), die außerdem weniger Verlustleistung verursachen. Dafür sind diese Arten

der Spannungsbegrenzung nicht ganz so wirkungsvoll. RCD-Spannungsbegrenzungsschaltungen werden häufig auch als Spannungsklemmenbeschaltung bezeichnet. Verwendet man zur Spannungsbegrenzung nur das bekannte RCD-Beschaltungsnetzwerk als Spannungsklemmenbeschaltung, so ist die auf den größtmöglichen Abschaltstrom zu dimensionieren. Will man aber auch die Fähigkeit moderner Leistungshalbleiter, die sogar die Abschaltung von Kurzschlussströmen die mehr als das zehnfache des periodisch erlaubten Stroms erreichen können, ausnutzen, so ist der Beschaltungskondensator entsprechend groß für den Kurzschlussfall zu dimensionieren. Hierbei muss berücksichtigt werden, dass die in der Aufbauinduktivität gespeicherte Energie mit dem Quadrat des Abschaltstroms anwächst. Eine große Beschaltung bedeutet nicht nur einen größeren Bauelementeaufwand und damit höhere Kosten, sondern es erhöhen sich außerdem auch die in der RCD-Beschaltung entstehenden Verluste, da bei Vergrößerung des Beschaltungskondensators der Beschaltungswiderstand entsprechend verkleinert werden muss und die gleiche Entladezeitkonstante ( $\tau = R \cdot C$ ) gemäß einer vorgegebenen Schaltfrequenz des Leistungshalbleiters zu gewährleisten. Je kleiner aber der Beschaltungswiderstand ist, desto stärker wird der Beschaltungskondensator beim Einschalten entladen. Dieser Energiebetrag wird bei jedem Schaltvorgang zweimal nutzlos über den Beschaltungswiderstand in Wärme umgesetzt (Entladen/Aufladen). Bei hohen Schaltfrequenzen von ca. 10 kHz sind relativ große Verlustleistungen über den Beschaltungswiderstand abzuführen. Dadurch kompliziert sich nicht nur die Aufbautechnik, sondern es erhöht sich auch der Kühlaufwand. Außerdem sinkt der Wirkungsgrad der Schaltung.

[0004] Die Nachteile der bekannten Schaltungen bestehen darin, dass bei periodischen Betrieb hohe Abschaltverluste im Leistungshalbleiter entstehen und dass mit Rücksicht auf die Abschaltfähigkeit des Leistungshalbleiters bei Kurzschluss das RCD-Beschaltungsnetzwerk stark überdimensioniert werden muss.

[0005] Aus der DE 36 09 886 A1 ist es bekannt, bei GTO-Thyristoren hohe Überströme dadurch abschaltbar zu machen, dass beim Überschreiten vorbestimmter Stromgrenzwerte neben der beim Nennbetrieb eingesetzten RCD-Beschaltung eine bzw. mehrere aus RCD-Gliedern aufgebaute Hilfsdämpfungsschaltung aktiviert wird, so dass an eine der erhöhten abzuschalten Strom entsprechende Kondensatorkapazität zur Verfügung steht. Damit lassen sich zwar die Verluste im Nennbetrieb entsprechend gering halten, doch muss dafür der Aufwand von Bauelementen für die zusätzliche Klemmenbeschaltungen aufgenommen werden.

[0006] Aus der DE 39 05 645 C2 ist ein Ansteuerungsverfahren zur Verbesserung des Überstromschaltverhaltens von Leistungshalbleiterschaltern mit MOS-Steuereingang, die mit einer Steuerspannung eingeschalteten leitend gehalten werden, bekannt. Dabei wird durch Wegnahme der Steuerspannung oder durch Wechsel der Steuerspannungspolarität abgeschaltet oder gesperrt, wobei unabhängig von der momentanen Strombelastung des Leistungshalbleiterschalters die zum Einschalten und Leiten benötigten Steuerspannungen unmittelbar vor jedem Abschalten derart gesenkt wird, dass zwar eine deutliche Entladung der bauelementeigenen Eingangskapazität erfolgt dabei aber noch keine nennenswerte Erhöhung der Durchlassspannung (Entsättigung im Hauptpfad des Leistungshalbleiterschalters) auftritt. Dadurch, dass die Steuerspannung generell am Ende jeder leitenden Phase durch rasche, teilweise Entladung der Eingangskapazität des Leistungshalbleiterschalters abgesenkt wird, so ist sichergestellt, dass auftretende Kurzschlussströme vor dem eigentlichen Abschalten, nämlich der

schnellen Umsteuerung des Leistungshalbleiters vom leitenden in den sperrenden Zustand, zunächst auf einen kleinen, nahe dem betriebsmäßig auftretenden Höchstwert mit geringer Stromschnelligkeit reduziert werden, bei dem der Leistungshalbleiter dann fahrlos abgeschaltet werden kann.

[0007] Dieses Verfahren ist relativ aufwendig und erzeugt zusätzlich abzuführende Verluste.

[0008] Die Aufgabe der Erfindung liegt demnach darin, eine Auslegung einer Ansteuerschaltung zu schaffen, die weitgehend unabhängig von den Eigenschaften der Leistungshalbleiter ist. Dabei sollen Einschaltverluste bei vorgegebenen Recoveryverhalten der Freilaufdiode reduziert werden. Es soll außerdem eine verbesserte Kurzschlusserkennung geschaffen werden, die Kurzschlussfestigkeit des Leistungshalbleiterelements verbessert und die am Leistungshalbleiterelement auftretenden Überspannung damit begrenzt werden.

[0009] Die Lösung der gestellten Aufgabe gelingt durch ein Verfahren zur Regelung des stromleitenden Zustandes eines Leistungshalbleitermoduls, insbesondere eines IGBT's, wobei das Leistungshalbleitermodul, Gate, Emitter und Kollektoranschlüsse aufweist und wobei im leitenden Zustand des Leistungshalbleitermoduls ein Strom im Hauptstrompfad zwischen Emitter und Kollektor fließt, welcher Strom einen Spannungsabfall an einer in Reihe zum Leistungshalbleitermodul liegenden parasitären Induktivität erzeugt, welcher Spannungsabfall als Stromäquivalent einen Istwert bildet, der der Regelung zugeführt wird und diese Regelung einen Steuerstrom im Gate verursacht.

[0010] Das Verfahren wird insbesondere an einer externen Induktivität, z. B. einer Streuinduktivität in der Verschaltung des Umrichters angewandt. Dadurch reduziert sich der Anpassungsaufwand, da nunmehr keine verschiedenen inneren Streuinduktivitäten des Moduls vorliegen. Eine Ansteuerung ist somit für mehrere Modifikationen des Leistungshalbleitermoduls geeignet, wenn die  $di/dt$ -Grenzwerte dieser Leistungshalbleiterbauelemente in einen vorgegebenen Bereich liegen. Es sind somit bei Verwendung von Leistungshalbleitermodulen verschiedener Hersteller oder bei Modifikationen eines Geräts mit Leistungshalbleitern neuer Generationen keine aufwendige Anpassung des gesamten Leistungsteils erforderlich. Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass die Stromanstiegsregelung gleichzeitig das Halbleiterleistungselement und die antiparallele Diode schützt. Bei einem geregelten Stromanstieg, bleibt über den gesamten Schaltvorgang hinweg der Stromanstieg nahezu konstant und überschreitet nicht die vom Hersteller angegebenen Maximalwerte. Ebenso reduziert sich die während des Abschaltens des Leistungshalbleitermoduls reduzierte Spannungsspitze. Damit erhöht sich die Lebensdauer der eingesetzten Bauelemente. Durch die eingesetzte  $di/dt$ -Regelung wird der maximale Stromanstieg sehr schnell erreicht, die Verluste in diesem Bereich können dabei um 20% gegenüber herkömmlichen Regelungen reduziert werden. Das schnelle Laden der Kapazität nach dem Kommutierungsvorgang (im Bereich des Spannungsfalls) führt zum schnelleren Spannungsabfall am Kollektor und damit zu einer weiteren Reduzierung von Schaltverlusten im Leistungshalbleiter. Diese Vorteile ergeben sich insbesondere bei einer linearisierten Stromanstiegsregelung.

[0011] Vorteilhafterweise wird die in der Streuinduktivität abgegriffene Spannung gleichzeitig als Signalerkennung von Kurzschlüssen benutzt. Der Stromanstieg wird wirksam begrenzt, so dass die Kurzschlussströme ihren Maximalwert nicht erreichen. Die Stromhöhe wird vorteilhafterweise durch die Einschaltzeit der  $di/dt$ -Regelung ermittelt, so dass die Stromstärke proportional der Dauer des Stromanstiegs ist. Bei Überschreiten einer maximal zulässigen Zeit, wird

die aktuelle Stromstärke als Kurzschluss registriert und der Leistungshalbleiter kann abgeschaltet werden. Tritt ein Kurzschluss erst in der Leitphase des Leistungshalbleiters auf, so wird dieser durch die Spannungserhöhung an der Induktivität sofort erkannt und gegebenenfalls abgeschaltet.

[0012] Die Höhe des Stroms im Leistungshalbleiter kann auch durch die Integration der an der Streuinduktivität abfallenden Spannung bestimmt werden. Die Kurzschlussabschaltung erfolgt beim Überschreiten des maximal zulässigen Stroms. Dabei erfolgt die Kurzschlusserkennung bei relativ niedrigen Strömen bei denen der Leistungshalbleiter noch nicht entsättigt ist. Dieses Verfahren kann auch bei Leistungshalbleitern angewendet werden, die nicht kurzschlussfest, aber abschaltbar sind. Eine weitere Anwendungsmöglichkeit ergibt sich in der Parallelschaltung der Leistungshalbleiter. Durch eine verkürzte Verzögerungszeit und linearisierten Stromanstieg wird eine verbesserte Stromverteilung bei Parallelschaltungen erreicht.

[0013] Die externe Induktivität bzw. Streuinduktivität bildet dabei Induktivitäten außerhalb des Leistungshalbleitermoduls ab. Erreicht nun das Gatepotential die Threshold-Spannung, so geht der Leistungshalbleiter in den leitenden Zustand über und der Kollektorstrom steigt. Durch diesen Stromanstieg fällt eine Spannung an der Streuinduktivität ab. Dieser Spannungsabfall wird als Führungsgröße der Regeleinrichtung zugeführt. Wird nun der Stromanstieg steiler, d. h.  $di/dt$  wird größer, so fällt eine größere Spannung an dieser Induktivität ab. Dadurch wird die Regeleinrichtung mehr aufgesteuert und es wird ein großer Regelstrom von dem konstant gehaltenen Ladestrom subtrahiert. Damit verringert sich der Gatestrom, was ein Abbremsen des  $di/dt$  verursacht.

[0014] Die Erfindung sowie weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung gemäß Merkmale der Unteransprüche werden im folgenden anhand schematisch dargestellter Ausführungsbeispiele in der Zeichnung näher erläutert. Darin zeigen:

[0015] Fig. 1 das Prinzip des Reglers,

[0016] Fig. 2 das Prinzip der Kurzschlusserkennung,

[0017] Fig. 3 Kurzschlussvorgang mit  $di/dt$ -Regelung.

[0018] Fig. 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Reglers eines Leistungshalbleitermoduls 1. Eine Streuinduktivität 2 beinhaltet Induktivitäten außerhalb eines Leistungshalbleitermoduls 1. Erreicht nun das Potential am Gate des Leistungshalbleiters 1 die Threshold-Spannung, so geht der Leistungshalbleiter, z. B. der IGBT in den leitenden Zustand über und der Kollektorstrom  $I_C$  steigt an. Durch diesen Stromanstieg fällt an der Streuinduktivität 2 eine Spannung ab. Dieser Spannungsabfall wird einer Regeleinrichtung als Führungsgröße übermittelt. Wird nun der Stromanstieg steiler, so fällt eine größere Spannung an der Streuinduktivität 2 ab. Dadurch wird die Regeleinrichtung 4 mehr aufgesteuert und es wird ein größerer Regelstrom  $I_R$  von einem Ladestrom  $I_L$  einer Konstantstromquelle 3 subtrahiert. Damit verringert sich der Strom zum Gate  $I_G$ , was den Wert  $di/dt$  reduziert. Der Gatestrom  $I_G$  stellt sich somit als Differenz des Lade- und Regelstroms ein.

[0019] Fig. 2 zeigt das Prinzip der Kurzschlusserkennung. Durch den Gatestrom  $I_G$  wird das Gate des Leistungshalbleiters, z. B. IGBT's aufgeladen. Erreicht das Gatepotential nunmehr die Threshold-Spannung, so steigt wiederum der Kollektorstrom  $I_C$  an. Durch diesen Stromanstieg fällt eine Spannung an der Streuinduktivität 2 ab. Die Anstiegszeit des Kollektorstroms  $I_C$  bestimmt die Dauer des Spannungsabfalls. Aus diesem Grund kann nun direkt aus der Dauer des Spannungsabfalls der zu schaltende Strom entnommen werden. Es wird ein Zeitfenster 5 eingerichtet, welches mit dem Kollektorstromanstieg aktiviert wird und eine defi-

nierte Dauer vorweist. Das Zeitfenster wird derart eingerichtet, dass nach dessen Ablauf im fehlerfreien Fall keine Spannung anliegen darf. Die Dauer des Zeitfensters ergibt sich nach

$$dt = \frac{dI_c \cdot L}{dU_L}$$

[0020] Die Spannung  $U_L$  ist konstant und bekannt. Der zu schaltende Strom  $dI_c$  wird durch den Nennstrom des Leistungshalbleiters vorgegeben. Die Induktivität  $L$  entspricht der Streuinduktivität 2, welche durch Messung bestimmt wird. Nach Ablauf einer vorgegebenen Zeit darf im fehlerfreien Zustand keine Spannung  $U_L$  anliegen. Das Zeitfenster 5 dient demnach als Totzeit, welche die Aktivierung der Kurzschlussabschaltung verzögert. Liegt eine Spannung  $U_L$  an, so bewirkt diese über die Abschaltung eine Entladung des Gates. Fließt nun ein Überstrom im Lastkreis, so liegt nach Ablauf des Zeitfensters eine Spannung  $U_L$  an. Die Abschaltung 6, welche nach Ablauf des Zeitfensters 5 aktiviert wird, deaktiviert diese Spannung und löst dadurch einen Schaltbefehl aus, welcher eine Entladung des Gates verursacht.

[0021] Fig. 3 zeigt prinzipiell und in einem zeitlichen Ablaufdiagramm den Verlauf der Kollektoremitterspannung  $U_{CE}$  bei Anstieg des Kollektorstrom  $I_c$  bis zu einem vorgegebenen Maximalwert.

#### Patentansprüche

1. Verfahren zur Regelung des stromleitenden Zustandes eines Leistungshalbleitermoduls (1), insbesondere eines IGBT's, wobei das Leistungshalbleitermodul, Gate, Emitter und Kollektoranschlüsse aufweist und wobei im leitenden Zustand des Leistungshalbleitermoduls (1) ein Strom im Hauptstrompfad zwischen Emitter und Kollektor fließt, welcher Strom einen Spannungsabfall an einer in Reihe zum Leistungshalbleitermodul liegenden Streuinduktivität (2) erzeugt, welcher Spannungsabfall als Stromäquivalent einen Istwert bildet, der der Regelung zugeführt wird und diese Regelung einen Gatestrom ( $I_G$ ) hervorruft.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass sich der Gatestrom ( $I_G$ ), als Differenz einer Konstantstromquelle (3) und eines von der Regelung ausgegebenen Stromes ( $I_R$ ) ergibt.
3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass sich der Gatestrom ( $I_G$ ) aus einer Gate-Steuerspannung und einem Gate-Widerstand ergibt, wobei sich die Gate-Steuerspannung aus der Differenz einer vorgebbaren Spannungskurvenform und einer Regelspannung ergibt, wobei die Regelspannung eine dem induktiven Spannungsabfall an der Streuinduktivität (2) proportionale Größe mit invertierten Vorzeichen entspricht.
4. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromstärke des Kollektorstroms ( $I_c$ ) durch die Einschaltdauer der Stromregelung ermittelt wird und da die Stromstärke proportional der Dauer des Stromanstieges ist die Regelung bei Überschreiten einer vorgegebenen Zeit (5) den Strom im Hauptstrompfad als Kurzschluss erkennt und das Leistungshalbleitermodul (1) abschaltet.
5. Verfahren nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Stromanstieg linearisiert wird.
6. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromstärke des Kollektorstroms ( $I_c$ )

durch Integration des Spannungssignals an der Streuinduktivität (2) ermittelt wird und bei Überschreiten eines vorgebbaren Schwellwertes der Strom im Hauptstrompfad als Fehlerstrom erkannt wird und der Leistungshalbleiter abgeschaltet wird.

7. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das Spannungssignal an der Streuinduktivität (2) über Mittel der Potentialtrennung an den nachfolgenden Regelkreis übertragen wird.

---

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

---

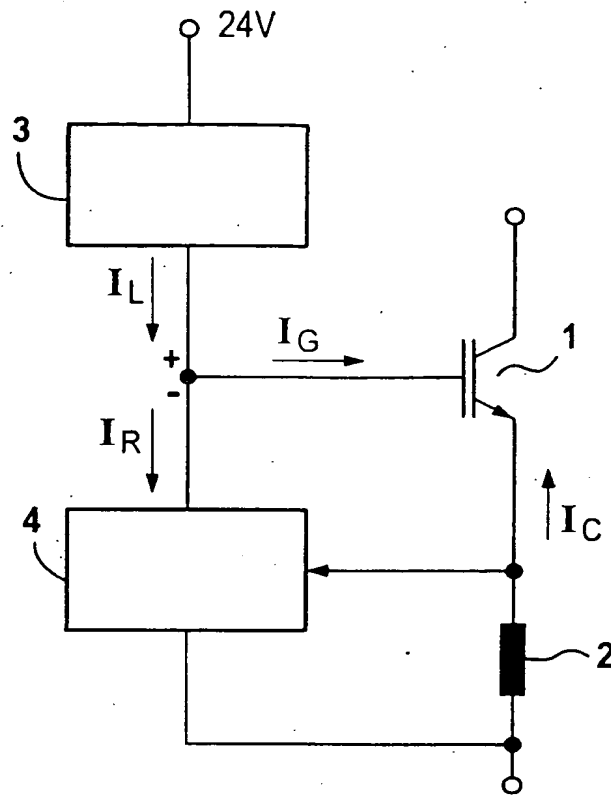


FIG 1

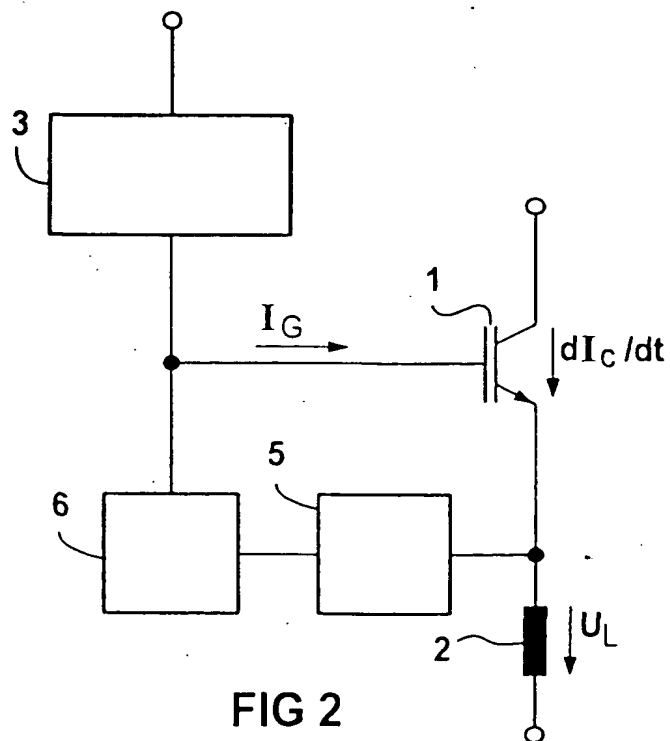


FIG 2

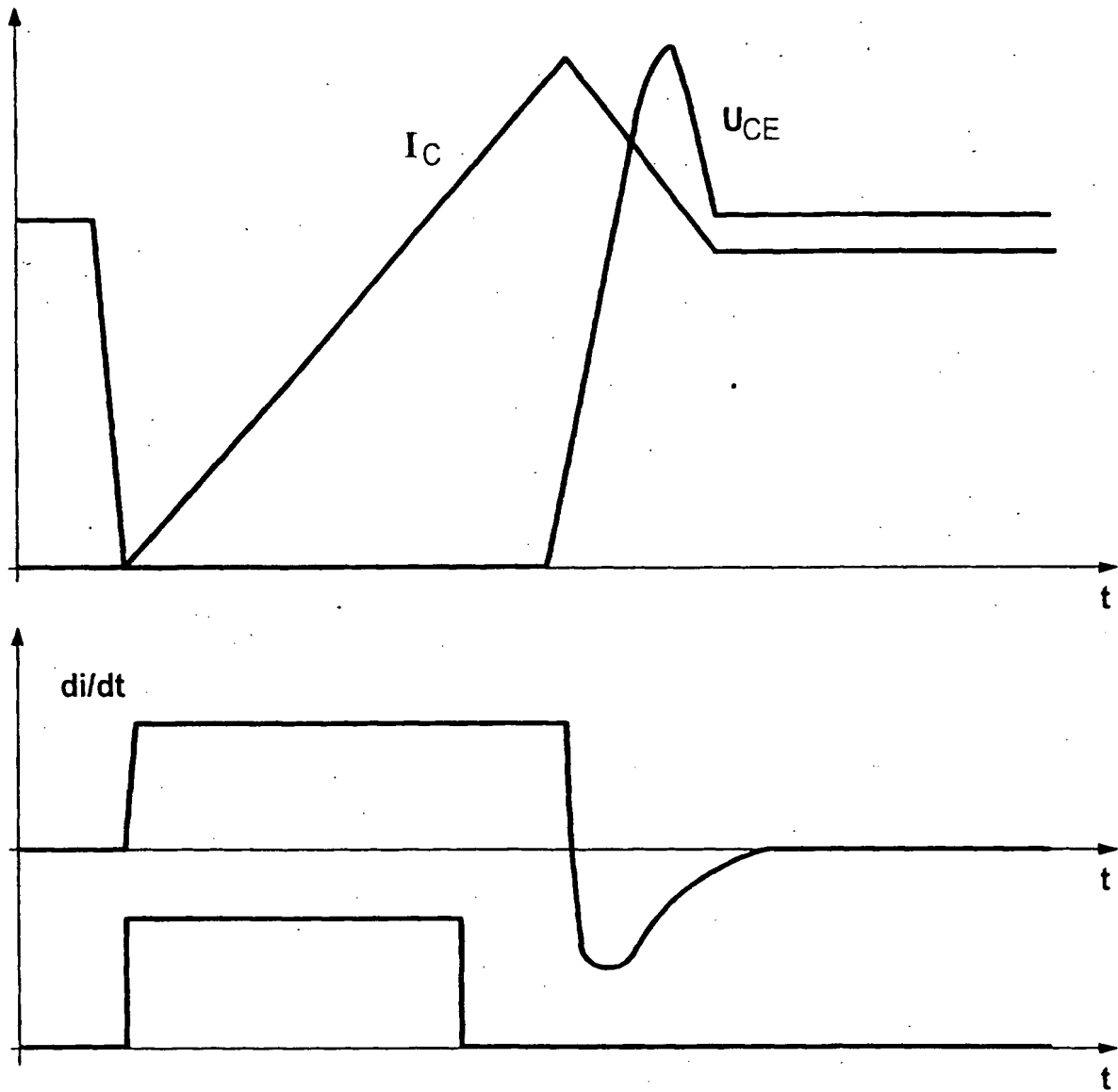


FIG 3